

# 共振形電源

山崎 浩

スイッチング電源のスイッチング周波数を高くする目的は、平滑用のコイルとコンデンサの形状を小さくするためです。周波数  $f$  を 10 倍にするとコイルのインダクタンス値  $L$ 、コンデンサのキャパシタンス値  $C$  が 1/10 でも同じ平滑効果が得られます。  $L$  値、  $C$  値が小さくて済むので形状も小さくできます。しかし、  $f$  を高くするとスイッチ素子の損失が増え、その発熱が小形化を制約します。

## スイッチング損失

パワー MOS-FET のスイッチング過程を第 1 図に示します。ドレイン-ソース間電圧  $V_{DS}$  またはドレイン電流  $I_D$  の一方が大きくなると他方が小さくなります。この関係はハードスイッチングと呼ばれ、スイッチング損失  $P_{sw}$  は  $f$  に比例します。

$$P_{sw}^* = 1/6 \cdot V_{DS} \times I_D \cdot (t_{on} + t_{off}) \cdot f$$

ただし、  $t_{on}$  はターンオン時間、  $t_{off}$  はターンオフ時間

なお、スイッチ素子内で発生する損失にはスイ

ッチング期間のスイッチング損失  $P_{sw}$ 、オン期間に発生する飽和損失  $P_{sat}$ 、オフ期間の漏れ損失  $P_{leak}$  の合計で、  $P_{sat}$  と  $P_{leak}$  は高周波化によって増加しません。

$$* \text{バイポーラ・トランジスタの場合は } P_{sw} = V_{DS} \times I_D \cdot (1/6 \cdot t_{on} + 1/2 \cdot t_{off}) \cdot f$$

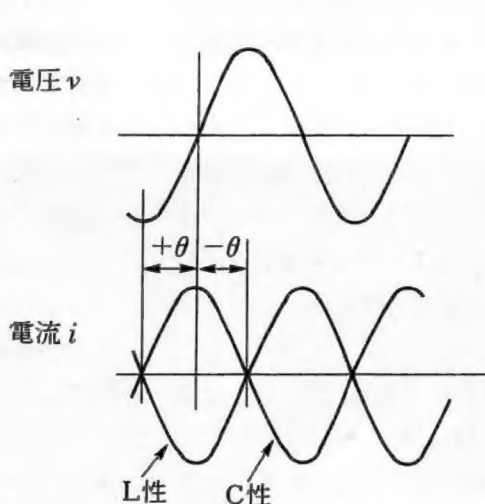
## 共振形の原理

スイッチング期間に  $V_{DS}$  あるいは  $I_D$  のいずれか一方をゼロにすれば  $P_{sw}$  もゼロになります。スイッチ素子と負荷を含む閉回路に  $L$ 、  $C$  を追加することにより第 2 図(a)のように一方を円弧状に丸めます。この方式が共振形で、ソフトスイッチング

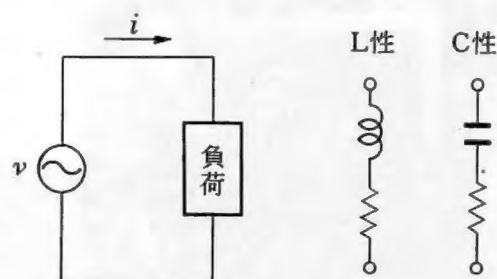
とも呼ばれます。

スイッチ素子に流れる電流が円弧状になる場合を電流共振形、スイッチ素子に印加される電圧が円弧状になる場合は電圧共振形と呼ばれます。スイッチング期間に一方が 0 だから、  $P_{sw}$  も 0 になります。しかし、追加したコイルまたはコンデンサの内部損失が加わるので、スイッチング電源全体の効率が高くなるとは限りません。

円弧を描く共振形は比較的大きい  $L$ 、  $C$  を必要とします。  $L$ 、  $C$  を小さくすると第 2 図(b)のように、特定周波数で振動（リングング）する波形になります。見栄えは悪いもののソフ



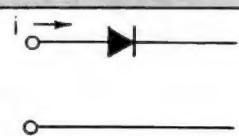

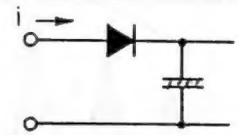
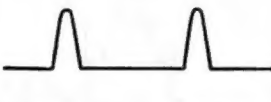
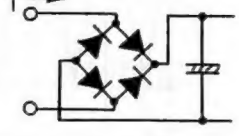
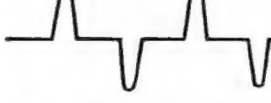
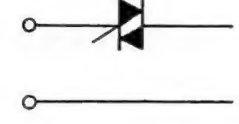

L性負荷の電流位相は遅れ  
C性負荷の電流位相は進む



負荷の入力電力は入力電圧、電流と力率  $\cos \theta$  で表す

$$P = V_{r.m.s.} \times I_{r.m.s.} \times \cos \theta$$

〈第1図〉  
負荷インピーダンスと力率の関係

	整流回路	消費電流波形	応用例	高調波ひずみ量
(a)			電子レンジ ドライヤー	少ない
(b)			小型テレビ	多い
(c)			テレビ ステレオ テープレコーダ	多い
(d)			電気こたつ 調光器	やや多い

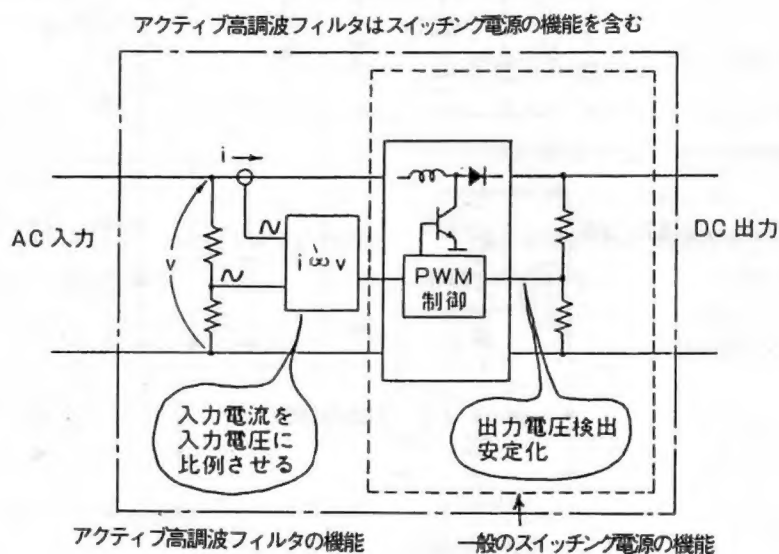
〈第2図〉 整流回路の構成と消費電流の波形

トスイッチングであり、 $P_{sw}$ を抑制する効果はおなじです。ハードスイッチングに比べ  $dv/dt$ ,  $di/dt$  が小さい（スイッチングの速さが遅い）ので電磁ノイズも低くなります。

## ZVS コンバータ

ZVS (Zero-Voltage-Switching) はパワー MOS-FET のドレインソース間寄生容量  $C_{oss}$  を共振素子として利用する、ソフトスイッチングの一種です。第3図に大電力用のトランス絶縁形 ZVS コンバータを示します。第4図に示すタイミングで  $Q_1 \sim Q_4$  をオン、オフすると出力トランスの1次側に Zero-Voltage-Switching 出力が得られます。 $L_1$ ,  $LR_1$  はそれぞれトランスの1次側、2次側の漏れインダクタンスです。高周波動作にもかかわらず、 $di/dt$ ,  $dv/dt$  が小さいので素子に与えるストレスは少なく、信頼性は向上します。

軽負荷時や印加電圧が低い場合、リカバリ時間  $t_{rr}$  が長くなる（ダイオードへの印加電圧が 400 V と 1



〈第3図〉 アクティブ高調波フィルタの制御機能

V では 10 倍も異なる）ことを踏まえ、ZVS 方式の高周波化には  $t_{rr}$  が短く、ゲート-ドレイン間容量  $C_{rss}$  の少ないパワー MOS-FET を選択する必要があります。

## 電流電圧共振形電源

パワー素子のスイッチング損の低減には、電流、電圧の少なくとも一方の共振動作で十分ですが、他方の（共振動作でない）スイッチングの速さ  $di/dt$  または  $dv/dt$  はノイズを

発生させる要因になります。スイッチ素子周りの配線インダクタンス  $L$ 、ストレ容量  $C$  により生ずる過渡電圧 ( $L \cdot di/dt$ )、過渡電流 ( $C \cdot dv/dt$ ) が、外部に漏れる可能性があります。

ヤマハの PS (Power Stream) 電源は電流と電圧の双方を共振させるオーディオ用スイッチング電源です。

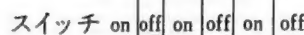
第5図に回路例\*\*を示します。ハーフブリッジの出力段スイッチ素子  $S_1$ ,  $S_2$  と並列のコンデンサ 1500 pF がオフ時の端子電圧の変化を円



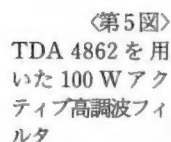
### (a) スイッチングの概念



(b) 固定周波方式(他励発振)



(c) 可變周波方式(自勵發振)



ハーフブリッジ出力段の midpoint と電源平滑コンデンサ間の  $L2$  と  $C2$  がスイッチ素子に流れる電流を円弧状にします (電流共振させます)。  $L1$  はトランス  $T1$  の 1 次巻線の自己インダクタンス、  $L2$  は漏れインダクタンスです。  $S1$ 、  $S2$  のベースに接続される 10 ヶ余りのネットワークが電流と電圧の双方を確実に共振させるタイミングを作ります。

変動しても周波数があまり変化しないよう工夫されています<sup>\*\*</sup>。周波数が一般の共振形電源に比べ1桁低い40 kHz程度に選ばれているのは、出力素子にバイポーラ・トランジスタを採用するためでしょう。

通常、スイッチング電源の出力素子にパワー MOS-FET を用いますが、AC ラインで動作する高耐圧素子の場合、原理的にバイポーラトランジスタの方が飽和損失は少なくなります。さらに、ハードスイッチングに不可欠のフライホイールダイオ

ードを必要としないことは、ダイオードを内蔵するパワー MOS-FET のメリットの 1 つを失わせます。

一見すると、トランス2次巻線による自励発振および駆動、パイポラトランジスタの出力段、そして低いスイッチング周波数など設計に旧さを感じさせますが、オーディオ機器用電源に対するメーカーの明確な主張と自信が窺われます。

\*\* 特許 2722869 号より引用